

論文

陸上移動通信用 16QAM のフェージングひずみ補償方式

正 員 三瓶 政一[†]

Rayleigh Fading Compensation Method for 16QAM MODEM in Digital Land Mobile Radio Systems

Seiichi SAMPEI[†], Member

あらまし 限られた周波数帯域を用いて陸上移動通信の需要増大に対処するには、周波数の利用効率を現状以上に高める必要がある。その一つの有効な手段として、QAM (Quadrature Amplitude Modulation) がある。しかし、QAM を陸上移動通信に適用する場合、フェージング変動により包絡線および位相が大きくひずむため、これまで陸上移動通信への適用は、ほとんど検討されていなかった。本論文では、定期的に挿入された既知のフレームシンボルからフェージングひずみを測定し、その時系列を内挿することによって、全シンボルにおけるフェージングひずみを推定し、補償する方式を提案する。また、本方式を 16 QAM に適用した場合の特性を、計算機シミュレーションによって検討した。その結果、高精度にフェージングひずみを補償でき、16 QAM を陸上移動通信へ適用できることがわかった。

1. ま え が き

近年、音声、ファクシミリ、データなどを一元的に取り扱えるデジタル伝送が、陸上移動通信においても研究されている。その結果、GMSK (Gaussian-filtered Minimum Shift Keying)⁽¹⁾に代表される定包絡線変調方式を用いることにより、チャンネル間隔 25 kHz で 16 bit/s の伝送が可能となった。これらの変調方式は 1 シンボル当り 1 ビットの情報を伝送することができる。

しかし陸上移動通信においては、潜在需要は現時点のユーザ数よりはるかに多く、また、音声と非音声信号を同時に伝送したいという要求も高まっている。従って、現行より多い情報量を、より狭い伝送帯域で伝送する必要があり、そのためには、周波数の利用効率を高める技術を開発する必要がある。

周波数の利用効率を高める技術としては、以下の六つが考えられる。

- ① 音声などの情報源帯域圧縮技術^{(2),(3)}。
- ② スペクトルの集中性の良い変調方式⁽¹⁾。
- ③ 隣接チャンネル干渉波除去技術の適用により、隣接チャンネル間隔を狭める技術^{(4),(5)}。

④ 1 シンボル当り 2 ビット以上の情報を伝送できる高能率変調方式⁽⁶⁾。

⑤ 同一周波数の再利用を行うゾーン構成技術^{(7),(8)}。

⑥ マルチチャネルアクセスなどの、周波数共同利用技術^{(9),(10)}。

これらの技術にはそれぞれ特徴がある。

まず①は、音声や画像などを伝送する場合には有効であるが、データ伝送などには適用できない。

②は、GMSK などの 1 シンボル当り 1 ビットの情報を伝送する方式において十分検討された結果、これらの変調方式においては、これ以上の周波数有効利用を進めるのは難しい段階になったと考えられる。

⑤、⑥は、周波数の利用効率を高めるという観点からは、非常に効果的であるが、効率的な使用条件が伝送情報の種類、伝送システムの形態などに依存するため、適用範囲が限定される。

一方③、④は⑤、⑥と比べると汎用的な技術であるが、現在のところ最も研究が遅れている技術である。

今後、周波数の有効利用を進めるためには、以上全てを総合的に検討する必要があるが、今回は、以上の中で最も検討が遅れている、④の高能率変調方式について検討した。

陸上移動通信の場合、送信電力増幅器としては電力効率の高い非線形増幅器の使用が必須であるため、多

[†] 郵政省通信総合研究所、小金井市
Communications Research Laboratory, Ministry of Posts and
Telecommunications, Koganei-shi, 184 Japan

相 PSK (Phase Shift Keying) や多値 QAM などの線形変調方式は、不適切と考えられていた。しかし、近年、リニアライザを用いると、GMSK などに比べてあまり電力効率を低下させずに、線形変調である $\pi/4$ シフト QPSK の適用が可能であることが示された⁽⁶⁾。そこで本論文では、QPSK より更に周波数の利用効率が低い 16 QAM⁽¹¹⁾ の、陸上移動通信への適用について検討した。

16 QAM を陸上移動通信に適用する場合、受信機においては、同期検波用搬送波の位相ジッタを十分抑圧しつつ、フェージングによる包絡線および位相ひずみを、QPSK の場合以上に高精度に補償する必要がある。

そこで本論文では、まず、同期検波時の位相ジッタ抑圧のため、従来用いられていた選択制御形位相同期回路⁽¹¹⁾を用いず、周波数が搬送周波数とほぼ一致した局部発振信号を用いて検波する準同期検波方式を採用した。但し、搬送周波数と局部発振周波数の誤差 (オフセット周波数) は、AFC (Automatic Frequency Controller) で粗調整する。

一方、オフセット周波数の微調整とフェージングひずみの調整法としては、定期的に挿入された既知のフレームシンボルから、フェージングひずみを測定すると共に、その時系列を内挿することにより、各シンボルのフェージングひずみを推定し、補償する方式を検討した。

また、選択性フェージングの影響が無視できる、伝送速度 16 ksymbols/s において、計算機シミュレーションにより、本方式の特性を検討した。その結果、提案方式を用いると 16 QAM を陸上移動通信に適用できることがわかった。

2. 提案方式の原理と構成

2.1 送受信機の構成

16 QAM 変調された送信信号 $s_T(t)$ は、式 (1) で表される。

$$s_T(t) = \text{Re} [z(t) \exp(j2\pi f_c t)] \quad (1)$$

ここで、 $\text{Re}[\cdot]$ は $[\cdot]$ の実部を、 f_c は搬送周波数を、

$$z(t) = z_I(t) + j \cdot z_Q(t) \quad (2)$$

は、送信複素ベースバンド信号を示す。但し、送信フィルタによって帯域制限されている。

図 1 に、16 QAM の信号空間ダイアグラムを示す。 $z(t)$ のデータ判定点は、図 1 に示される 16 個の点の中の任意の 1 個をとる。一方、レイリーフェージング

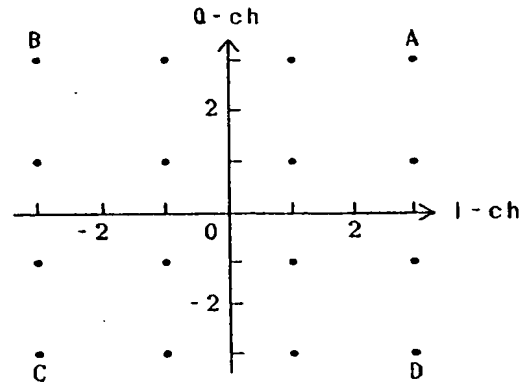


図 1 16QAM の信号空間ダイアグラム
Fig. 1 Signal state diagram of 16QAM.

は、通常、式 (3) のパワースペクトル $S(f)$ をもつ狭帯域複素ランダム信号 $c(t)$ を、 $s_r(t)$ に乗積するモデルで表される⁽¹²⁾。

$$S(f) = \frac{b_0}{\pi f_d \sqrt{1 - ((f - f_{off})/f_d)^2}} \quad (3)$$

$$f_{off} - f_d \leq f \leq f_{off} + f_d$$

但し、 f_d は最大ドップラー周波数、 b_0 は平均受信電力を示す。また、受信機では、搬送周波数とは非同期の局部発振器 (発振周波数: $f_c - f_{off}$) により直交検波を行うため、式 (3) では、検波時に発生するオフセット周波数 f_{off} の影響も、フェージングひずみの一部に含めている。従って受信信号 $s_R(t)$ は、

$$s_R(t) = \text{Re} [c(t) z_I(t) \exp \{j2\pi(f_c - f_{off})t\} + n(t) \exp \{j2\pi(f_c - f_{off})t\}] \quad (4)$$

$$c(t) = c_I(t) + j \cdot c_Q(t) \quad (5a)$$

$$= r(t) \exp(j\theta(t)) \quad (5b)$$

となる。但し、 $z_I(t)$ は、受信複素ベースバンド信号であり、送受信フィルタによって帯域制限されている。また、 $n(t)$ は白色ガウス雑音である。

従来、無線通信において、フェージングひずみを受けた信号を検波する場合、 $c(t)$ を式 (5b) のように包絡線と位相に分け、包絡線変動は AGC (Automatic Gain Controller) によって抑圧し、位相変動は PLL (Phase-locked Loop) によって位相変動を再生することにより補償していた。しかしこのようにフェージング変動を極座標系で分解すると、各々の成分、特に $\theta(t)$ のスペクトルには非常に高い周波数成分が含まれる⁽¹²⁾。従って、フェージングひずみの推定は、 $c(t)$ を極座標で分解せず、直交座標で行う方が推定精度が向上すると考えられる。そこで、検波、フェージングひずみ補償、復調は、以下のように行った。

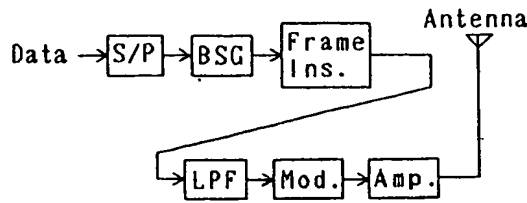


図 2 送信機構成
Fig. 2 Configuration of the transmitter.

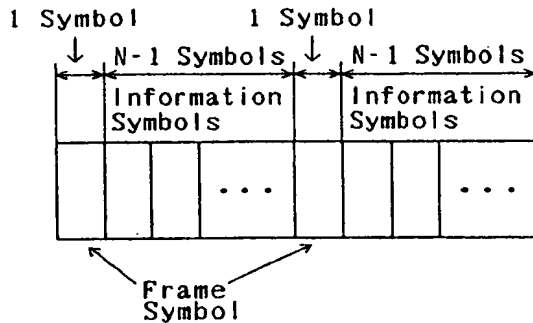


図 3 フレーム構成
Fig. 3 Frame format.

検波は、発振周波数 $f_c - f_{off}$ の局部発振器を用いて行われるので、受信複素ベースバンド信号 $u(t)$ は、

$$u(t) = c(t)z_1(t) + n(t) \quad (6)$$
 となる。

この信号から $c(t)$ によるひずみを除くためには、受信信号から $c(t)$ の推定値 $\hat{c}(t)$ を求め、最適利得 $h(t) = 1/\hat{c}(t)$ を計算し、 $u(t)$ に乗積すればよい。そこで、以下の送受信機構成によるフェージングひずみ補償方式を検討した。

図 2 に送信機構成を示す。まず、送信データを S/P (Serial to Parallel) 変換部において 4 ビットごとにパラレルデータに変換し、その情報を基に、ベースバンド信号発生部 (BSG) において該当するシンボルを選択し、ベースバンド信号を発生する。次に、フレームシンボル挿入部 (Frame Ins.) において、図 3 のように、情報シンボル $N-1$ 個ごとに 1 個、伝送路特性測定用フレームシンボルを挿入する。その後、LPF (Low Pass Filter) によって帯域制限し、変調・増幅して送信する。フレームシンボルとしては、最大振幅をもつ図 1 の A~D 点が適しているが、ここでは A 点を用いることとする。

一方、受信機構成を図 4 に示す。受信機においては、希望信号がひずまない程度に BPF (Band Pass Filter) で帯域制限し、AGC で受信信号レベルを適正に設

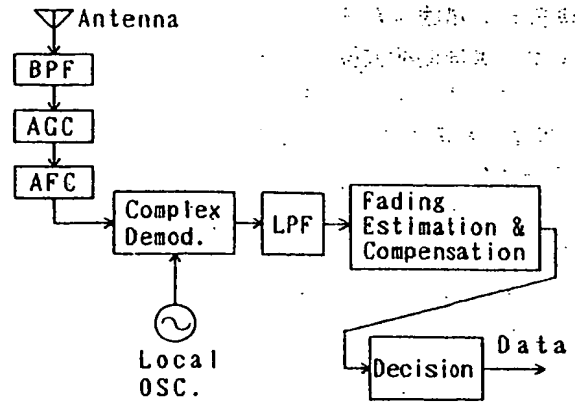


図 4 受信機の構成
Fig. 4 Configuration of the receiver.

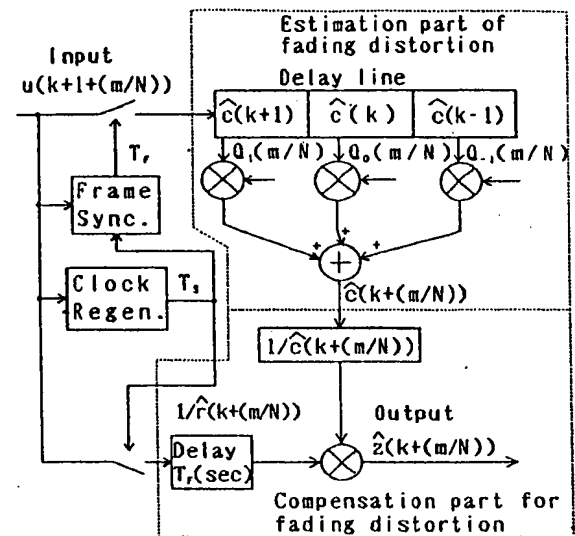


図 5 内挿法を用いたフェージングひずみ推定・補償部の構成

Fig. 5 Configuration of the estimator-compensator for fading with interpolation method.

定し、AFC でオフセット周波数を粗調整した後、準同期検波する。ここで BPF は、AGC や AFC を正常に動作させるためのものである。

次に、検波後のベースバンド信号を LPF によって帯域制限し、帯域外の雑音や隣接チャネル干渉を抑圧した後、オフセット周波数の微調整およびフェージングひずみの補償を、フェージングひずみ推定・補償部で行う。その後、ひずみが補償されたベースバンド信号からデータを再生する。

2.2 フェージングひずみ推定・補償部

フェージングひずみ推定・補償部の構成を、図 5 に示す。本部は、クロック再生部、フレーム同期部、フェージングひずみ推定部、およびフェージングひずみ

補償部から構成される。

まず、準同期検波後のベースバンド信号 $u(t)$ から、クロックタイミング (周期 T_s) とフレームタイミング (周期 T_F) を再生する。但し N をフレーム長とすると、

$$T_F = NT_s \quad (8)$$

である。ここでは、クロック同期およびフレーム同期は完全にとれるものとし、各シンボルのタイミングを、

$$t = kT_F + (m/N)T_F \quad (k=0, 1, 2, \dots, m=0, 1, 2, \dots, N-1) \quad (9a)$$

とする。またフレームシンボルのタイミングを $m=0$ の場合、すなわち、

$$t = kT_F \quad (k=0, 1, 2, \dots) \quad (9b)$$

とする。

次に、フレームシンボルの受信複素ベースバンド信号を測定する。 $t = kT_F$ におけるフレームシンボルの受信複素ベースバンド信号 $u(k)$ は、式(6)より、

$$u(k) = c(k)(3+j\cdot 3) + n(k) \quad (10)$$

となる。ここで、

$$\bar{c}(k) = u(k)/(3+j\cdot 3) \quad (11)$$

とすると、式(10)および(11)より、

$$\bar{c}(k) = c(k) + n(k)/(3+j\cdot 3) \quad (12)$$

となる。すなわち、 $\bar{c}(k)$ は、ちょうど $c(t)$ をフレーム周期 T_F でサンプリングしたサンプル値に相当するとともに、サンプル値には雑音成分 $n(k)/(3+j\cdot 3)$ が含まれていることを意味する。そこで $\bar{c}(k)$ を $c(k)$ の推定値とする。また、 $c(t)$ は帯域制限過程である(式(3)参照)ので、 $\bar{c}(k)$ の時系列を内挿することにより、情報シンボルにおけるフェージングひずみの推定が可能となる。内挿法には、ニュートンの公式やガウスの公式⁽¹³⁾などがあるが、ここではガウスの公式を用いる。例えば2次のガウスの公式を用いた内挿は、次のように行う。

$t = (k-1)T_F$, kT_F , $(k+1)T_F$ において得られたフェージングひずみの推定値を、それぞれ、 $\bar{c}(k-1)$, $\bar{c}(k)$, $\bar{c}(k+1)$ とするとき、ある時刻 $t = kT_F + (m/N)T_F$ におけるフェージング変動 $\bar{c}(k+(m/N))$ は、

$$\begin{aligned} \bar{c}\left(k+\frac{m}{N}\right) &= \frac{1}{2}\left\{\left(\frac{m}{N}\right)^2 - \frac{m}{N}\right\}\bar{c}(k-1) \\ &\quad + \left\{1 - \left(\frac{m}{N}\right)^2\right\}\bar{c}(k) \\ &\quad + \frac{1}{2}\left\{\left(\frac{m}{N}\right)^2 + \frac{m}{N}\right\}\bar{c}(k+1) \\ &= Q_{-1}\left(\frac{m}{N}\right)\bar{c}(k-1) + Q_0\left(\frac{m}{N}\right)\bar{c}(k) \end{aligned}$$

$$+ Q_1\left(\frac{m}{N}\right)\bar{c}(k+1) \quad (13a)$$

と、推定できる。但し、

$$Q_{-1}\left(\frac{m}{N}\right) = \frac{1}{2}\left\{\left(\frac{m}{N}\right)^2 - \frac{m}{N}\right\} \quad (13b)$$

$$Q_0\left(\frac{m}{N}\right) = 1 - \left(\frac{m}{N}\right)^2 \quad (13c)$$

$$Q_1\left(\frac{m}{N}\right) = \frac{1}{2}\left\{\left(\frac{m}{N}\right)^2 + \frac{m}{N}\right\} \quad (13d)$$

である。以上の処理は、図5における、フェージングひずみ推定部において行われる。

一方、図5のフェージングひずみ補償部において、

$$\begin{aligned} \bar{z}\left(k+\frac{m}{N}\right) &= u\left(k+\frac{m}{N}\right) / \bar{c}\left(k+\frac{m}{N}\right) \\ &= \left\{c\left(k+\frac{m}{N}\right) / \bar{c}\left(k+\frac{m}{N}\right)\right\} z_1\left(k+\frac{m}{N}\right) \\ &\quad + n\left(k+\frac{m}{N}\right) / \bar{c}\left(k+\frac{m}{N}\right) \end{aligned} \quad (14)$$

を計算することにより、フェージングひずみが補償された複素ベースバンド信号 $\bar{z}(k+(m/N))$ を得る。また、 $\bar{z}(k+(m/N))$ を判定することによって、データを再生する。なお式(13a)で、

$$Q_{-1}\left(\frac{m}{N}\right) = 0 \quad (15a)$$

$$Q_0\left(\frac{m}{N}\right) = 1 - \frac{m}{N} \quad (15b)$$

$$Q_1\left(\frac{m}{N}\right) = \frac{m}{N} \quad (15c)$$

とすると、1次の内挿となり、フレームシンボル間を直線で推定したことになる。また、

$$Q_{-1}\left(\frac{m}{N}\right) = Q_1\left(\frac{m}{N}\right) = 0 \quad (16a)$$

$$Q_0\left(\frac{m}{N}\right) = 1 \quad (16b)$$

とすると0次の内挿となり、フレームシンボルの値を1フレームの間保持し、各シンボルにおけるフェージングひずみの推定値とすることに相当する。

3. 静特性条件下の特性

3.1 BER (Bit Error Rate) 特性の理論値

本方式を適用すると、既知のフレームシンボルを用いてフェージングひずみを推定しているの、絶対位相検波が可能となる。従って、従来同期検波で位相の不確定性を除去するために行われていた差動符号化が不要となる。そこで、ここでは、16QAMの符号構成法としてはグレイ符号化⁽¹⁴⁾、検波方式としては絶対位相検波を採用することとする。

静特性条件下における、グレイ符号化 16 QAM の絶対位相検波時の BER ($P_{b, \text{non}}(\gamma_0)$) は、式(17)のようになる⁽¹⁵⁾、但し γ_0 は E_b/N_0 (1 ビット当りの信号電力対雑音電力密度比) である。

$$P_{b, \text{non}}(\gamma_0) = \frac{3}{8} \text{erfc}(\sqrt{0.4\gamma_0}) - \frac{9}{64} \text{erfc}^2(\sqrt{0.4\gamma_0}) \quad (17)$$

ここで、本方式を採用する場合の劣化要因としては、

(1) フレームシンボル挿入により、情報シンボルに割り当てられるエネルギーが減少するための劣化 (D_1).

(2) 内挿方式の推定精度が不十分のための劣化 (D_2).

(3) $\bar{c}(k+m/N)$ に雑音が含まれることによる劣化 (D_3).

がある。そこで、これらを、静特性条件下 ($c(t)=1$) において検討する。

(1) の劣化は、1 フレーム内に 1 個冗長シンボルが含まれることにより発生するので、以下ようになる。

$$D_1 = 10 \log (N/(N-1)) \text{ (dB)} \quad (18)$$

(2) の劣化は、静特性条件下では発生しない。従って、これについては、伝送路特性が変動するフェージング下において検討する。

(3) の劣化は以下のように計算できる。

$c(t)=1$, 式(12), および式(13 b)~(13 d)を式(13 a)に代入すると、

$$\begin{aligned} \bar{c}\left(k+\frac{m}{N}\right) &= Q_{-1}\left(\frac{m}{N}\right) \bar{c}(k-1) + Q_0\left(\frac{m}{N}\right) \bar{c}(k) \\ &\quad + Q_1\left(\frac{m}{N}\right) \bar{c}(k+1) \\ &= 1 + Q_{-1}\left(\frac{m}{N}\right) n(k-1)/(3+j \cdot 3) \\ &\quad + Q_0\left(\frac{m}{N}\right) n(k)/(3+j \cdot 3) \\ &\quad + Q_1\left(\frac{m}{N}\right) n(k+1)/(3+j \cdot 3) \\ &= 1 + n_1\left(k+\frac{m}{N}\right) \end{aligned} \quad (19)$$

但し、

$$\begin{aligned} n_1\left(k+\frac{m}{N}\right) &= Q_{-1}\left(\frac{m}{N}\right) n(k-1)/(3+j \cdot 3) \\ &\quad + Q_0\left(\frac{m}{N}\right) n(k)/(3+j \cdot 3) \\ &\quad + Q_1\left(\frac{m}{N}\right) n(k+1)/(3+j \cdot 3) \end{aligned} \quad (20)$$

平均 0, 分散が

$$\sigma_1^2 = \sum_{m=1}^{N-1} \left[\left(\frac{1}{18} \right) \sigma^2 + \left(\frac{1}{12} \right) \sigma^2 \left\{ \left(\frac{m}{N} \right)^4 - \left(\frac{m}{N} \right)^2 \right\} \right] / (N-1) \quad (21)$$

のガウス雑音とみなせる。

一方、 $1 \gg |n(k+m/N)|$ を考慮し、かつ、式(19)および $c(k+m/N)=1$ を式(14)に代入すると、

$$\begin{aligned} \bar{z}\left(k+\frac{m}{N}\right) &= u\left(k+\frac{m}{N}\right) / \bar{c}\left(k+\frac{m}{N}\right) \\ &= \left\{ z\left(k+\frac{m}{N}\right) + n\left(k+\frac{m}{N}\right) \right\} \\ &\quad / \left\{ 1 + n_1\left(k+\frac{m}{N}\right) \right\} \\ &\approx z\left(k+\frac{m}{N}\right) + \left\{ n\left(k+\frac{m}{N}\right) \right. \\ &\quad \left. - z\left(k+\frac{m}{N}\right) n_1\left(k+\frac{m}{N}\right) \right\} \\ &= z\left(k+\frac{m}{N}\right) + n_2\left(k+\frac{m}{N}\right) \end{aligned} \quad (22)$$

$$n_2\left(k+\frac{m}{N}\right) = n\left(k+\frac{m}{N}\right) - z\left(k+\frac{m}{N}\right) n_1\left(k+\frac{m}{N}\right) \quad (23)$$

となる。ここで $n_2(k+m/N)$ は、平均 0, 分散

$$\sigma_2^2 = \sigma^2 + \sigma_z^2 \sigma_1^2 \quad (24)$$

のガウス雑音である。また、 σ_z^2 は $z(t)$ の平均電力であり、図 1 のような信号点配置の場合、 $\sigma_z^2=10$ である。

以上より、(3) による劣化は、

$$D_3 = 10 \log (1 + \sigma_z^2 \sigma_1^2 / \sigma^2) \text{ (dB)} \quad (25)$$

となる。

3.2 計算機シミュレーションの結果

本方式の特性を確認するため、計算機シミュレーションを行った。信号点はグレイ符号化した配置、シンボルレートは 16 ksymbols/s, 送受信 LPF はロールオフフィルタ (ロールオフ率 $\sqrt{50\%}$), フレーム長 N および内挿次数は、後述するフェージング条件下の最適値である、 $N=16$, および内挿次数を 2 次とした。なお受信 BPF は、希望の信号がひずまない程度に十分広いと仮定し、計算機シミュレーションでは BPF はないものとした。

図 6 に、静特性条件下における BER 特性のシミュレーション結果を示す。また理論値は、式(17)を用いて計算したものである。

図 6 より、 $10^{-3} < \text{BER} < 10^{-2}$ の範囲において、理論値から 2~2.5 dB 劣化している。

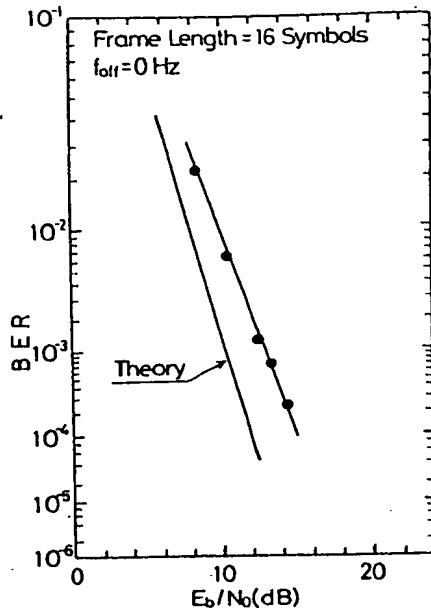


図 6 静特性条件下の誤り率特性
Fig. 6 BER performance under nonfading environment.

び式(25)より, $D_1=0.28$ dB, $D_3=1.58$ dB であるので, 本方式の静特性条件下における劣化 D_m は,

$$D_m = D_1 + D_3 = 1.86 \text{ dB} \quad (26)$$

となる。この劣化量はシミュレーション結果とほぼ一致している。

4. フェージング下における特性

フェージング条件下における内挿精度および内挿方式に依存する劣化(D_2)は, フレーム長 N および内挿次数によって決定される。またこれらパラメータは, f_d および f_{off} によって決定される。従って以下では, これらパラメータについて検討する。

4.1 内挿次数の影響

$c(t)$ は帯域制限過程であり, 非常に緩やかな変動であること, 内挿次数が大きいと処理が複雑になることなどを考慮し, 今回は, 内挿次数を 2 次以下とした。そこでまず, 内挿関数の次数を変えたときの BER 特性について検討する。

表 1 に, $N=16$, $f_d=80$ Hz, $f_{off}=0$ Hz において, 内挿次数と E_b/N_0 をパラメータとした場合の, 誤り率を示す。

表 1 より, まず, $E_b/N_0=20, 30$ dB の場合は, 0 次の場合に比べて, 1 次と 2 次の特性が大きく向上していることがわかる。これは, フェージング変動が非常に滑らかであり, その変動を直線あるいは 2 次関数で

表 1 E_b/N_0 と内挿次数をパラメータとした場合の誤り率

次数	E_b/N_0	20dB	30dB	40dB
0		5.3×10^{-3}	4.9×10^{-3}	4.8×10^{-3}
1		5.0×10^{-3}	5.2×10^{-4}	1.5×10^{-4}
2		5.2×10^{-3}	5.4×10^{-4}	4.9×10^{-4}

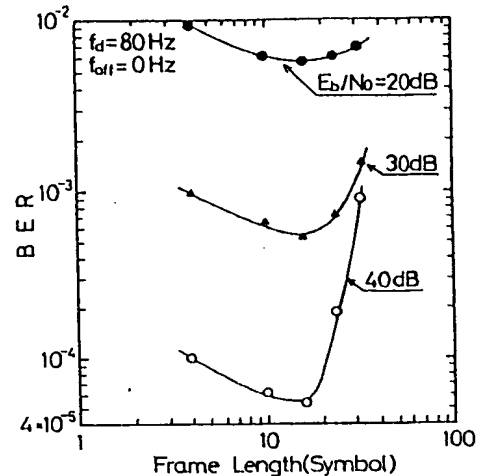


図 7 フレーム長に対する誤り率特性
Fig. 7 BER performance vs. frame length.

内挿すると非常に高精度に推定できるためである。また, E_b/N_0 が小さい場合は, 包絡線レベルが雑音レベル以下となるため, 1 次と 2 次の差はほとんどない。

一方, $E_b/N_0=40$ dB の場合は, 2 次の特性が最も良くなっている。 E_b/N_0 が大きくなり, $c(t)$ によるひずみと雑音によるひずみが分離されるようになると, 2 次関数の方が滑らかなランダム変動を精度良く近似できるため, 2 次の特性の方が良くなると考えられる。

以上総合すると, 内挿次数としては 2 次がよいと考えられるので, 以下では, 内挿次数は 2 次とする。

4.2 フレーム長の影響

図 7 に, $f_d=80$ Hz, $f_{off}=0$ Hz において E_b/N_0 をパラメータとした場合の, フレーム長に対する BER 特性を示す。図 7 より, 以下のことがわかる。

どの E_b/N_0 においても, $N < 16$ の範囲内では, N が短くなるにつれて誤り率が大きくなっている。これは, 式(18)で表される D_1 が, N が短くなるに従って大きくなるためである。

一方, $N > 16$ の範囲では, N が大きくなるにつれて誤り率が増加している。これは, N が大きくなることによって $c(t)$ のサンプリング間隔が粗くなり, D_2 が大きくなるからである。以上より, $N=16$ が最適と考

えられる。なお、 $N=16$ は、 $c(t)$ を 1 kHz のサンプリングレートでサンプリングしていることに相当する。

4.3 最大ドップラー周波数の影響

$N=16$ 、内挿次数を 2 次、 $f_{off}=0$ Hz とした場合の BER 特性のシミュレーション結果を図 8 に示す。また、レイリーフェージング下の GMSK の同期検波⁽¹⁶⁾ およびグレイ符号化 16 QAM 絶対位相検波時の BER ($P_{b, Ray}$) 特性の理論値を、同図に示す。但し、 $P_{b, Ray}$ は、式 (27) のようになる。

$$P_{b, Ray}(\gamma_0) = \int_0^\infty (1/\gamma_0) \exp(-\gamma/\gamma_0) P_{b, non}(\gamma) d\gamma \quad (27)$$

GMSK 同期検波とグレイ符号化 16 QAM 絶対位相検波の理論値の差は、約 1 dB であり、ほとんど同じ特性となっていることがわかる。これは、本方式においてグレイ符号化絶対位相検波を適用した結果、BER 特性が大きく改善されているためである。シミュレーション結果から以下のことがわかる。

$f_d \leq 80$ Hz の範囲では、 f_d によらず、理論値からの劣化は、約 2 dB である。この劣化量は、静特性条件下の劣化とほぼ等しい。一方、 $f_d=100$ Hz では、 $f_d \leq 80$ Hz と比べて、1~2 dB 劣化している。

以上から、 $f_{off}=0$ Hz、 $f_d \leq 80$ Hz においては、内挿方式の推定精度は十分であるが、 $f_d=100$ Hz となると、内挿方式の推定精度に依存する劣化 D_2 が増加するため、誤り率が大きくなることがわかる。

現在陸上移動通信が実用化されている周波数帯を考えると、 $f_d < 100$ Hz を考慮すれば十分であり、また、その範囲では軽減困難な誤りは発生していないことか

ら、本方式を適用した 16 QAM は陸上移動通信で非常に有効であることがわかる。

4.4 オフセット周波数の影響

以上の検討では、 $f_{off}=0$ Hz を仮定してきた。本方式では、AFC で、受信波の中心周波数を調整することにより、 f_{off} を 0 Hz に近づけている。しかし、 f_{off} を完全に 0 Hz にすることはできないので、 f_{off} をどこまで許容できるかを見積もる必要がある。

図 9 に、 $N=16$ 、 $f_d=100$ Hz、 $E_b/N_0=40$ dB の場合の、 f_{off} に対する BER 特性を示す。図 9 より、 f_{off} が大きくなるに従って、BER が増加することがわかる。これは、 $c(t)$ のパワースペクトル密度が式 (3) でモデル化されており、 f_{off} が大きくなるほど、 $c(t)$ に高い周波数成分が含まれるためである。ここで、音声伝送の場合、BER= 10^{-3} で十分良好な品質が得られる codec が開発されていることや⁽¹⁷⁾、データ伝送の場合、1 ブランチの BER が 10^{-3} であれば、ダイバーシチ、誤り制御などの、他の技術との併用により高品質伝送が可能となることなどを考慮し、 f_{off} の許容値を、 $f_d=100$ Hz において BER= 10^{-3} を与える f_{off} とした。

図 9 より、BER= 10^{-3} を与える f_{off} は約 90 Hz であることから、 f_{off} の許容値は 90 Hz であり、AFC で、 f_{off} を 90 Hz 以下に制御すればよいことがわかる。

4.5 本方式を適用した復調器の初期引込み特性

以上では、連続信号受信時において、本方式の特性を議論してきた。しかし、パケット伝送などのバースト的なデータ伝送においては、復調器の初期引込み特性が問題となる。

本方式を適用した場合の復調器の初期引込み特性は、以下の特性で決定される。

(1) タイミング再生回路の初期引込み特性

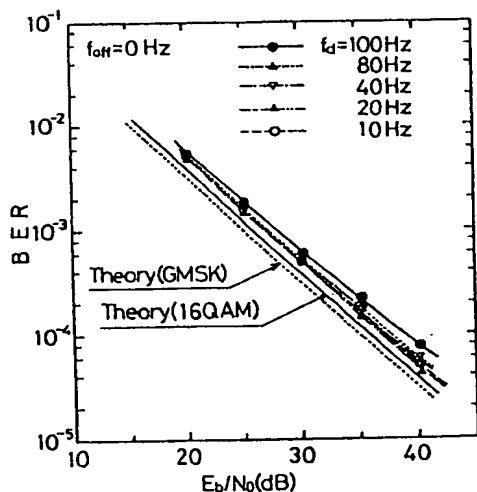


図 8 フェージング下の誤り率特性
Fig. 8 BER performance under Rayleigh fading environment.

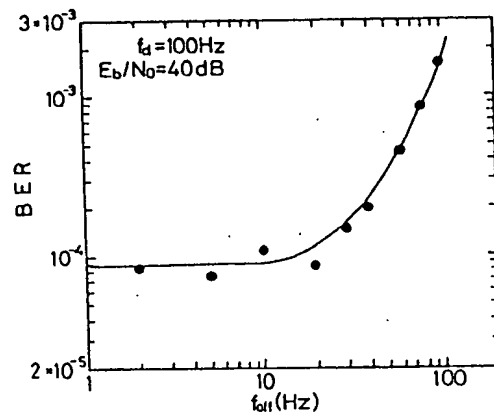


図 9 f_{off} に対する誤り率特性
Fig. 9 BER performance vs. f_{off} .

(2) フレーム同期の初期引込み特性

(3) フェージングひずみ推定・補償部の初期引込み特性

この中で、(1)、(2)に関しては、フレーム構成を適当に設定し、パケット伝送や TDMA (Time Division Multiple Access) などにおいて従来採用されている技術を用いると、効率の良い初期引込み特性が得られると考えられる。そこでここでは、(3)についてのみ検討する。なお本方式では、(1)、(2)の初期引込みが完了した後、(3)の初期引込みが開始されることが前提である。

本方式は、2.2で述べたように、 $t=(k+m/N)T_F$ において $\hat{c}(k-1)$, $\hat{c}(k)$, $\hat{c}(k+1)$ から $\hat{c}(k+(m/N))$ を推定し、フェージングひずみが補償された受信ベースバンド信号 $\hat{e}(k+(m/N))$ を出力する方式である。

まず $k=0$ においては、 $\hat{c}(k-1)$ は、受信データが入力されていないので、不定値となっている。従って $k=0$ においては、本方式は誤動作状態となっている。一方 $k=1$ においては、 $\hat{c}(k-1)$, $\hat{c}(k)$, $\hat{c}(k+1)$ すべてに受信信号が入力され、フェージングひずみの推定が可能となる。従って本方式は正常動作となり、前節までで述べた諸性能が得られる状態となる。またこの瞬間に、初期引込みが完了したことになる。すなわち、(3)の初期引込みに要する時間は、 T_F (sec) となる。これは、 $N=16$ 、伝送速度 16 ksymbols/sec の場合、1 msec に相当する。この時間は、同期検波時の位相同期回路の初期引込み時間と同程度で、十分短い時間と考えられる。従って、本方式の初期引込み特性は、十分良好と考えられる。

5. む す び

狭帯域ディジタル陸上移動通信に 16 QAM を適用する際、検波方式として準同期検波を用いると共に、定期的に挿入された既知のフレームシンボルからフェージングひずみを測定し、その時系列を内挿することによって、フェージングひずみを推定・補償する、フェージングひずみ補償方式について検討した。その結果、以下のことが明らかとなった。

(1) 絶対位相検波が可能である。

(2) 内挿次数は 2 次が良い。また、フレーム長は、伝送速度が 16 ksymbols/sec の場合、 $N=16$ が長い。

(3) 本方式を適用することによる劣化は約 2 dB である。

(4) フェージング下の BER の理論値は、GMSK

同期検波の理論値と比べて、約 1 dB の劣化である。

(5) $f_{off}=0$ Hz の場合、 f_d が 80 Hz 以下では、BER 特性は f_d にほとんど依存しない。また $f_d=100$ Hz の BER 特性は、 $f_d \leq 80$ Hz の場合と比べて 1~2 dB 劣化する。

(6) f_{off} は約 90 Hz まで許容できる。

(7) 搬送波再生回路が不要なので、回路構成が非常に簡単になる。

以上より、従来陸上移動通信では適用が困難であるといわれてきた 16 QAM が、陸上移動通信で適用可能となることがわかった。

今後、隣接チャネルおよび同一チャネル干渉特性、送信増幅器の非線形対策などについて、更に検討する必要がある。

謝辞 本研究に当たり、ご討論頂いた東京工業大学辻井重男教授、日本電気 C & C 研究所並木淳治氏、古谷之綱氏に感謝致します。

また、ご助言頂いた、当所中津井通信技術部長、ご討論頂いた笹岡通信方式研究室長をはじめとする通信方式研究室各位に感謝します。

文 献

- (1) K. Murota and K. Hirade: "GMSK modulation for mobile radio telephony", IEEE Trans. Commun., COM-29, 7, pp. 1044-1050 (July 1981).
- (2) Y. Yatsuzuka, S. Iizuka and T. Yamazaki: "A variable rate coding by APC with maximum likelihood quantization from 4.8 kbit/s to 16 kbit/s", Proc. ICASPP-86, pp. 3071-3074 (April 1986).
- (3) K. Ozawa and T. Araseki: "Low bit rate multi-pulse coder with natural speech quality", Proc. ICASSP-86, pp. 457-460 (April 1986).
- (4) S. Sampei and M. Yokoyama: "Rejection method of adjacent channel interference for the land mobile communications", Trans. IECE Japan, E69, 6, pp. 578-580 (May 1986).
- (5) 木下則人, 三瓶政一: "適応等化器を用いた隣接チャネル干渉波除去方式", 信学技報, CS86-6 (1986-06).
- (6) Y. Akaiwa and Y. Nagata: "Highly efficient digital mobile communications with a linear modulation method", IEEE J. Sel. Areas Commun., SAC-5, 5, pp. 890-895 (June 1987).
- (7) 古谷之綱, 金井敏仁, 並木淳治: "大容量移動通信システムへのアプローチ", 昭 63 信学春季全大, SB-6-9.
- (8) 尾上誠蔵, 前田俊行: "隣接チャネル干渉を考慮した移動通信チャネル配置", 昭 63 信学春季全大, B-730.
- (9) J. Uddenfeldt and B. Persson: "A narrowband TDMA system for a new generation cellular radio", 37th IEEE Vehicular Technology Conference, pp. 286-291 (June 1987).
- (10) U. Langewellpott and R.D' Avella: "On the spectral

efficiency of CD-900", Proc. DMR-II, pp. 160-163 (Oct. 1986).

- (11) 堀川 泉, 斉藤洋一: "選択制御形 16 QAM 用搬送波再生回路", 信学論(B), J63-B, 7, pp. 692-699 (昭 55-07).
- (12) W. C. Jakes: "Microwave Mobile Communications", chap. 1, John Wiley & Sons (1974).
- (13) 笹岡秀一: "ディジタル信号処理用マイクロプロセッサによるディジタルフィルタの製作", 電波研究所季報, 33, 168, pp. 183-189 (昭 62-09).
- (14) 桑原守二 監修: "ディジタルマイクロ波通信", 企画センター, pp. 122-132 (昭 59).
- (15) R. E. Ziener and R. L. Peterson: "Digital Communications and Spread Spectrum Systems", Macademiian Publishing Company, pp. 207-212 (1985).
- (16) 室田和昭, 平出賢吉: "ディジタル移動通信用 GMSK 変調方式", 研実報, 32, 6, pp. 1281-1293 (昭 58).
- (17) 須田博人, 三木俊雄: "準マイクロ波帯移動無線チャンネルにおける音声伝送現場実験結果", 昭 63 信学春季全大, B-738.

(昭和 63 年 7 月 18 日受付, 8 月 31 日再受付)



三瓶 政一

昭 55 東工大・工・電気電子卒。昭 57 同大大学院修士課程了。同年郵政省電波研究所入所。以来ディジタル陸上移動通信におけるフェージング対策, 干渉波対策の研究に従事。現在, 郵政省通信総合研究所勤務。60 年度本会篠原記念学術奨励賞受賞。